

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-147724

(43)Date of publication of application : 07.06.1996

(51)Int.Cl.

G11B 7/09

(21)Application number : 06-291044

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 25.11.1994

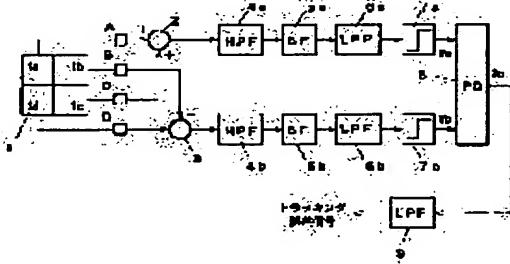
(72)Inventor : ISHIBASHI HIROMICHI
YAMAGUCHI OSAMU
KARITA YOSHIHIRO

(54) TRACKING ERROR DETECTOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To detect tracking error signals with sufficient S/N even when a high-density-recorded optical disk medium is used by incorporating a boost filter composed of a primary phase lead filter into each output of split photoreceiving elements.

CONSTITUTION: Adders 2, 3 synthesize the outputs A, C of light receiving elements 1a, 1c and the outputs B, D of the light receiving elements 1b, 1d to output diagonal sum signals A+C, B+C to be inputted into highpass filters 4a, 4b. These filters eliminate DC components from the diagonal sum signals to and input them to the boost filters 5a, 5b which contribute most to the effect of this device. The filters 5a, 5b, offer amplification of constant gain for the signals whose frequency is lower than the cutoff frequency and amplification of gain proportional to frequency for the signals whose frequency is higher than the cutoff frequency. The LPFs 6a, 6b are used to inhibit the boost over a certain frequency. Binarization circuits 7a, 7b generate binarized signals Pa, Pb from the diagonal sum signals, and the phase comparator 8 detects the phase difference between pulse signals to output it as an electric signal Po.



(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-147724

(43) 公開日 平成8年(1996)6月7日

(51) Int.Cl.⁶
G 11 B 7/09

識別記号 庁内整理番号
C 9368-5D

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数6 O.L. (全9頁)

(21) 出願番号 特願平6-291044

(22) 出願日 平成6年(1994)11月25日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 石橋 広通

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 山口 修

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 莢田 吉博

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

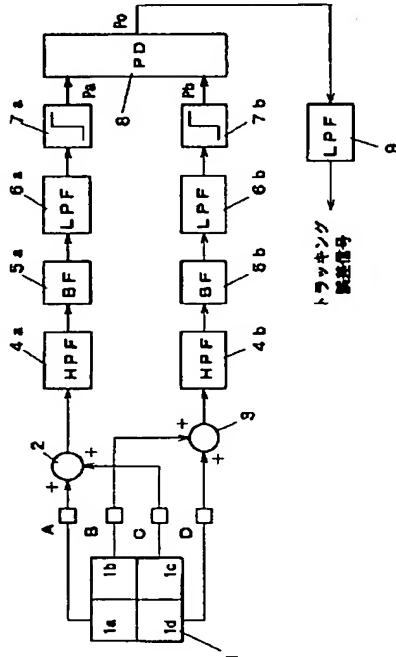
(74) 代理人 弁理士 小鍛治 明 (外2名)

(54) 【発明の名称】 トランシング誤差検出装置

(57) 【要約】

【目的】 分割受光素子出力信号の位相差よりトランシング誤差信号を検出する装置において、高密度光ディスク媒体からでもS/Nを低下させずにトランシング誤差信号を検出する。

【構成】 分割受光素子の各出力に1次位相進みフィルターから成るブーストフィルターを挿入する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】回転する光ディスク媒体の情報トラック付近にレーザービームを照射する手段と、その反射ビームの光路中に設けられた分割受光手段と、上記分割受光手段を構成する第1の受光素子群と第2の受光素子群の出力信号の相互の位相差を検出してトラッキング誤差信号となす位相比較手段とを具備したトラッキング誤差検出装置であって、

上記第1および第2の受光素子群のそれぞれの出力と上記位相比較手段との間に第1の高域強調フィルターと第2の高域強調フィルターをそれぞれ設けたことを特徴とするトラッキング誤差検出装置。

【請求項2】第1および第2の高域強調フィルターはそれぞれ2次以下の位相進みフィルターであることを特徴とする請求項1記載のトラッキング誤差検出装置。

【請求項3】第1および第2の高域強調フィルターの周波数特性はそれぞれカットオフ周波数より低域側は定ゲインで、上記カットオフ周波数より高域側は1次の微分特性で近似されることを特徴とする請求項2記載のトラッキング誤差検出装置。

【請求項4】分割受光手段は互いに直交する分割線により4分割されており、各受光素子をそれぞれ第1の受光素子、第2の受光素子、第3の受光素子、第4の受光素子としたとき、それぞれ対角に配置された第1の受光素子と第3の受光素子を第1の受光素子群とし、もう片方の対角に配置された第2の受光素子と第4の受光素子とを第2の受光素子群としたことを特徴とする請求項1記載のトラッキング誤差検出装置。

【請求項5】第1、第2、第3、および第4の受光素子の出力にそれぞれ位相進みフィルターを設け、第1および第2の位相進みフィルターのカットオフ周波数と第3および第4の位相進みフィルターのカットオフ周波数とを異なった値に設定したことを特徴とする請求項4記載のトラッキング誤差検出装置。

【請求項6】回転する光ディスク媒体の情報トラック付近にレーザービームを照射する手段と、その反射ビームの光路中に設けられた分割受光手段と、上記分割受光手段を構成する第1の受光素子群と第2の受光素子群の出力信号の相互の位相差を検出してトラッキング誤差信号となす位相比較手段とを具備したトラッキング誤差検出装置であって、

上記位相比較手段は、第1の入力端子に供給される2値パルス信号をUとし、第2の入力端子に供給される2値パルス信号をVとしたとき、

$$S1 = U \cdot S1 + V \cdot S1 + U \cdot V \cdot !S1$$

$$S2 = U \cdot !V \cdot !S1 + !U \cdot V \cdot S1$$

$$S3 = !U \cdot V \cdot !S1 + U \cdot !V \cdot S1$$

(ただし、・は論理積(AND)演算、+は論理和(OR)演算、!は論理反転(NOT)演算を表す)。なる論理演算を実行して信号S1、S2、S3を生成する論

理素子群を有し、さらに信号S2と信号S3の差信号を位相誤差出力信号としたことを特徴とするトラッキング誤差検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は光ディスクドライブにおいて、情報が記録されているトラックと読み取りレーザービームとの相対位置関係を検出し電気信号として出力するトラッキング誤差検出装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、分割受光素子の出力信号間の位相差からトラッキング誤差信号を検出するトラッキング誤差検出装置が注目され、光ディスクドライブシステムに多く用いられている。

【0003】以下図面を参照しながら、上記した従来のトラッキング誤差検出装置の一例について説明する。

【0004】図7は従来のトラッキング誤差検出装置のブロック図を示すものである。図7において、101は分割受光素子であり、互いに直交する分割線で分割された受光素子101a、101b、101c、101dよりなる。102、103は加算器であり、それぞれ対角に位置する受光素子101a、101cの出力(それぞれA、Cとする)、および受光素子101b、101dの出力(それぞれをB、Dとする)を合成し、A+CおよびB+Dを出力する。この受光素子は光ディスクにおける情報トラック付近に読み取りレーザービームを照射した際に生じる反射ビームの光路中に置かれている。上記光ディスクは所定の速度で回転しており、その反射光は上記情報トラックに記された情報ビットで変調され、

それが各受光素子から電気信号として出力される。104a、104bはハイパスフィルター(HPF)であり、上記それぞれの対角和出力、A+CおよびB+Dから直流成分を除去する。105a、105bは2値化回路であり、上記ハイパスフィルターを通過した信号をグランドレベルをしきい値にしてHとLの2値(パルス)信号にする。106は位相比較器(PD)であり、これらのパルス信号の相互の位相差を検出して電気信号として出力する。107はローパスフィルタ(LPF)であり、上記電気信号からノイズ成分を除去してトラッキング誤差信号として出力する。

【0005】以上のように構成されたトラッキング誤差検出装置について、以下その動作について説明する。

【0006】まず、レーザービームが情報トラックの中心線を走査する場合、分割受光素子101に投射される反射光は情報ビットによる干渉作用で強度分布が発生し、しかもその分布はトラック接線方向に対して対称に変化し、その結果上記合成出力A+C、B+Dは同相で変化する。一方、レーザービームがトラック中心線よりはずれると上記強度分布は反射光軸を中心に回転するようになります(回転方向はトラックずれの方向に依存す

る)。この変化の様子は合成出力 $A + C$ 、 $B + D$ の相互の位相差として検出される。したがって、両合成出力の位相差を位相比較器 106 で検出し、電気出力をして出力した後、ローパスフィルター 107 でノイズ成分を除去すれば、レーザービームとトラック中心線の相互の位置誤差に応じた信号すなわちトラッキング誤差信号を得ることができる。(例えば特公平5-80053号公報)。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上記のような構成では、トラック上に記録されている情報の密度が高くなるほどトラッキング誤差信号の検出雑音が増えるという問題点を有していた。

【0008】一般にトラック上に記録されている情報はビットあり(1)とビットなし(0)で構成されていて、これらの配列のしかたによって連続マーク列(…11110000….)や最短繰り返しマーク列(…1010101….)が存在する。ここで記録密度を高めると、読み取りレーザービームの識別分解能には限度があるから、これらを読み取った再生信号の振幅は低下する傾向にある。特に最短マーク列の振幅低下は著しい。さらに、最短マーク列の近くに長い連続マーク列があると、強い符号間干渉によって最短マーク列が長いマークに吸収され、独立には識別しにくくなる。ここで、このビット列を走査したときの信号から従来の方法でトラッキング誤差信号を得ようとすれば、上記最短マークがノイズレベルになるため、先述のように2値化パルス信号を得ようとした場合、しきい値を越える場合と越えない場合が生じ、これにより位相比較をするためのパルス信号に欠損を生じてトラッキング誤差信号を誤検出することになり、その結果トラッキング誤差信号に大きなノイズが生じることになる。

【0009】本発明は上記問題点に鑑み、高密度記録された光ディスク媒体を用いても十分な S/N でトラッキング誤差信号が検出できるトラッキング誤差検出装置を提供するものである。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記問題点を解決するために本発明の請求項1記載のトラッキング誤差検出装置は、第1および第2の受光素子群のそれぞれの出力と上記位相比較手段との間に第1の高域強調フィルターと第2の高域強調フィルターをそれぞれ設けたという構成を備えたものである。

【0011】また、本発明の請求項6記載のトラッキング誤差検出装置は、第1の入力端子に供給される2値パルス信号を U とし、第2の入力端子に供給される2値パルス信号を V としたとき、

$$S1 = U \cdot S1 + V \cdot S1 + U \cdot V \cdot !S1$$

$$S2 = U \cdot !V \cdot !S1 + !U \cdot V \cdot S1$$

$$S3 = !U \cdot V \cdot !S1 + U \cdot !V \cdot S1$$

なる論理演算を実行して信号 $S1$ 、 $S2$ 、 $S3$ を生成する論理素子群を有し、さらに信号 $S2$ を第1の出力端子に、信号 $S3$ を第2の出力端子に供給したことを特徴とする位相比較手段を有したという構成を備えたものである。

【0012】

【作用】本発明は上記した請求項1記載の構成によって、最短マーク列再生信号を連続マーク再生信号より高いゲインで増幅して、連続マークに対する最短マークの再生振幅を相対的に高めて、符号間干渉による2値パルス信号の欠損を防止し、その結果高密度媒体からでも S/N を低下させずにトラッキング誤差信号を検出できることとなる。

【0013】また、上述した請求項6記載の構成によって、万が一、2値パルス信号が欠損しても位相検出誤りが伝搬せず、その結果ノイズを最小限に抑えることができる。

【0014】

【実施例】以下本発明の一実施例のトラッキング誤差検出装置について、図面を参照しながら説明する。

【0015】図1は本発明の実施例におけるトラッキング誤差検出装置のブロック図を示すものである。図1において、1は分割受光素子であり、従来例と同様、互いに直交する分割線で分割された受光素子 $1a$ 、 $1b$ 、 $1c$ 、 $1d$ よりなる。図中特に示されてはいないが、従来例と同様、この分割受光素子1は光ディスクにおける情報トラック付近に読み取りレーザービームを照射した際に生じる反射ビームの光路中に置かれている。上記光ディスクは所定の速度で回転しており、その反射光は上記30情報トラックに記された情報ビットで変調され、それが各受光素子から電気信号 A 、 B 、 C 、 D として出力される。また上記分割受光素子1はその直交分割線の交点がレーザービームの中心光軸付近にくるように配置されている。このとき分割受光素子1は、受光素子 $1a$ 、 $1b$ と受光素子 $1c$ 、 $1d$ を分かつ分割線がトラック反射像におけるトラック中心線と直角に、受光素子 $1a$ 、 $1d$ と受光素子 $1b$ 、 $1c$ を分かつ分割線は上記トラック中心線と平行になるよう設けられている。2、3は加算器であり、それぞれ対角に位置する受光素子 $1a$ 、 $1c$ の出力(それぞれ A 、 C とする)、および受光素子 $1b$ 、 $1d$ の出力(それぞれ B 、 D とする)を合成し、対角和信号 $A+C$ および $B+D$ を出力する。 $4a$ 、 $4b$ はハイパスフィルターであり、上記それぞれの対角和信号、 $A+C$ および $B+D$ から直流成分を除去する。 $7a$ 、 $7b$ は2値化回路であり、上記それぞれの対角和信号 $A+C$ および $B+D$ から、従来と同等な手法を用いて、 H と L の2値(パルス)信号 P_a 、 P_b を生成する。 8 は位相比較器であり、これらのパルス信号の相互の位相差を検出して電気信号 P_o として出力する。 9 はローパスフィルタであり、上記電気信号 P_o からリップルノイズ成

分を除去してトラッキング誤差信号として出力する。

【0016】従来例と異なるのは対角和信号A+C、B+Dをさらにブーストフィルター(BF:高域強調フィルター)5a、5bおよびローパスフィルター6a、6bに通過させて波形処理を施している点である。

【0017】以上のように構成されたトラッキング誤差検出装置について、以下図1及び図2(a)、(b)を用いてその動作を説明する。

【0018】まず図2はハイパスフィルター4a、ブーストフィルター5a、ローパスフィルター6aの具体的構成例を示すものである。なお、ハイパスフィルター4b、ブーストフィルター5b、ローパスフィルター6bも図2のものと全く同じ構成をとるものとする。まずハイパスフィルター4aは抵抗(R₁₁)とコンデンサ(C₁₁)とバッファで構成され、そのカットオフ周波数f₁₁は

$$f_{11} = 1 / (2\pi R_{11} C_{11}) \quad (1)$$

で与えられる。ブーストフィルター5aは抵抗R₁₂、R₂₂、コンデンサC₁₂および帰還アンプで構成され、その伝達特性Gは

$$G = G_0 (1 + j f / f_{11}) \quad (2)$$

で与えられる。ここでG₀ = R₁₂ / R₂₂であり、f₁₁はカットオフ周波数で

$$f_{11} = 1 / (2\pi R_{11} C_{11}) \quad (3)$$

である。ローパスフィルターは抵抗R₂₂とコンデンサC₂₂とバッファで構成され、そのカットオフ周波数f₂₂は

$$f_{22} = 1 / (2\pi R_{22} C_{22}) \quad (4)$$

で与えられる。これらのフィルター群の伝達特性を同図(b)に示す。

【0019】まずハイパスフィルター4aは従来例でも述べたように、読み取り信号から直流成分を除去するためのものであり、本発明の効果とは関係が無い。従って、そのカットオフ周波数f₁₁は信号周波数帯域より十分低い値に設定しておく。

【0020】本発明の効果に最も寄与するのはブーストフィルター5aの特性である。すなわち、カットオフ周波数f₁₁より低い周波数の信号は定ゲイン(=G₀)で、これより高い周波数の信号は周波数に比例したゲインで増幅される。先述のように光ディスクに記録されている情報は最短ビット列や連続ビット列が存在する長短混交ビット列から成り立っており、従ってこれを読み取った信号には低域から高域にまたがる周波数成分の信号が含まれている。ここで高域ほど高いゲインで増幅することは、短いビット列を再生した信号ほどより大きなゲインで増幅する(ブースト)ことに他ならない。最短ビット列は最大ゲインで増幅されることになる。その結果、従来なら符号間干渉で消失していた信号でも十分な振幅で得られるようになり、後段の位相比較で誤検出をする確率は激減する。

【0021】高域でしかも低振幅の信号を強調して増幅

する手段は一般的に波形等価と呼ばれる。しかし一般的な波形等価では図2(a)に示したような低次のフィルターは用いられない。つまり、一般的な波形等価では高域成分を増強するのみならず、等価処理後の位相の保持が要求される。言い換えれば、高域信号の振幅が大きくなってしまってその結果(低域信号に対して)位相がずれてしまえば位相歪が発生し、結局、情報を正しく再生できなくなる。従って一般的にはベッセルフィルターや等リップルフィルターといいたいわゆる群遅延フィルターが用いられる。これらのフィルターを用いれば低域信号と高域信号との間の相対的位相誤差を生じさせることなく、高域成分のみをブーストすることができる。しかし、高いブースト能力を持つ群遅延フィルターを低次(1~2次)で実現することは不可能であり、少なくとも7次以上は必要である。

【0022】一方図2(a)で示されているフィルターは一般的には「位相進みフィルター」と呼ばれているものであり、低域信号に対して高域信号の位相を進ませたい場合に用いられる。すなわち(2)式より周波数fが十分高い場合、

$$G = j \cdot G_0 f / f_{11} \quad (5)$$

となって低域にくらべて位相が90°(1/4周期)進む。しかし本発明の場合、これによる影響は全く無い。すなわち図1より明かなように、同等の特性を持ったブーストフィルター5a、5bを通過した信号はもともとは相互に比較されるためのであるから、両フィルターで同量生じた位相進みは、位相比較の段階で相殺されることになる。従って本発明においてはこの位相進みフィルターは実質的には高域成分のみ高ゲインで増幅するブーストフィルターとしてのみ作用することになる。

【0023】本発明でブーストフィルターとして群遅延フィルターではなく位相進みフィルターを用いている理由は言うまでもなく低次でブースト能力を実現できることにある。したがって高次の群遅延フィルターを用いるよりローコストで波形等価を行うことができる。また位相進みフィルターの高域側(カットオフ周波数より高い周波数帯)は(5)式に示されるように1次の微分特性をなしており、20 dB/decの高ブースト特性を持つ。これを群遅延フィルターで実現しようとしても、高次数が必要だけでなく、ごく限られた周波数範囲でしかこういった高ブースト特性が得られない。すなわち光ディスク媒体の回転数が大きく変動した場合、最短ビット列再生信号の周波数も変動するので、ブーストできる周波数範囲を逸脱してしまうことがある。特に、本発明のようにトラッキングサーボ信号を得るための装置においては、トラッキングサーボが引き込む前にモーターの回転数が変動することがあり、この点に十分注意を払わなければならない。こうした観点からも本実施例で用いる位相進みフィルターはカットオフ周波数以上はすべて同じ微分特性を示すため、広い範囲に渡ってブースト特性

が実現可能である。

【0024】しかし高域側のゲインを際限無く上げすぎると高域ノイズが増える恐れもある。したがって、ある周波数以上はブーストを止める必要がある。ローパスフィルター6aはこのために用いられる。すなわち、カットオフ周波数 f_c より周波数の高い領域ではブーストフィルター5aの微分特性とローパスフィルター6aの特性が相殺して、結局定ゲインとなる。

【0025】以上、本実施例で用いているフィルター群の基本特性について説明したが、実際にフィルター群に用いられる数値について以下簡単に述べる。まず、情報読み取り信号の分割出力である対角和信号の信号帯域が1~10MHzであるとすると、カットオフ周波数 f_c は、先述のように十分低い値でよく、10kHz程度に設定する。カットオフ周波数 f_c はブーストが開始される周波数であるから、信号帯域の中ほどに設定しておくとよく、5MHz前後が妥当と考えられる。カットオフ周波数 f_c は信号の最高周波数より十分高い値に設定しておけばいいから20MHz程度が適当であろう。なお、この程度のカットオフ周波数なら特にフィルターを用いなくともバッファアンプ等の信号通過帯域特性等で自然とゲインが低下する場合もある。

【0026】以上のように本実施例によれば分割受光素子の対角和出力信号群の相互位相差からトラッキング誤差信号を検出する装置において、両信号に対して波形等価フィルターとして1次の位相進みフィルターを用いたことにより、高密度光ディスク媒体からでも高いS/Nでトラッキング誤差信号を検出することができる。

【0027】以下本発明の第2の実施例について図面を参照しながら説明する。図3は本発明の第2の実施例を示すトラッキング誤差検出装置のブロック図である。同図において、24a、24b、24c、24dはハイパスフィルターであり分割受光素子（図示せず）の各素子出力信号A、B、C、Dの直流成分を除去するものである。なお、上記分割受光素子は第1で述べたものと同じ機能を有するものとする。加算器2、3、ローパスフィルター6a、6b、2値化手段7a、7b、位相比較器8、ローパスフィルター9は第1の実施例と同じものである。第1の実施例と異なるのは、受光素子出力信号A、B、C、Dに対してブーストフィルター25a、25b、25c、25dが設けられていて、しかもブーストフィルター25aと25bのカットオフ周波数 f_c とブーストフィルター25cと25dのカットオフ周波数 f_c とは互いに異なっていることである。

【0028】以上のように構成されたトラッキング誤差検出装置について、以下その動作を説明する。分割受光素子の対角和信号を用いてトラッキング誤差信号を検出する手法において問題となるのは光ディスク媒体に設けられた情報ビットの高さ（深さ）が入／4（入：レーザービームの波長）よりも浅い場合、トラック接線方向

（A→D、B→C）に生じる位相差である。この位相差は回転成分を含まないためトラッキング誤差信号の検出に対して直接外乱となることはないが、検出感度を低下させ、S/Nを悪化させる場合がある。そこで本実施例ではこれによる位相差を電気的に相殺させている。ブーストフィルター25a、25b、25c、25dがそれぞれ図2で示したような位相進みフィルターより成るすれば、このカットオフ周波数をブースト特性に影響を与えない程度にずらせば各受光素子出力信号の位相を相対的に変化させることができる。接線方向に分割された受光素子対1a、1bと受光素子対1c、1dのカットオフ周波数を異にしているのはこの理由による。

【0029】以下本発明の第3の実施例について説明する。本実施例は第1および第2の実施例も含め、一般に分割受光素子出力信号の位相差からトラッキング誤差信号を検出する際に用いられる位相比較器に関する。通常、PLL（位同期回路）等に用いられる位相比較器の構成例を図4に示す。入力Uに供給されるパルス信号（通常は2値化情報再生信号）の立ち上がり、立ち下がりエッジをモノマルチで検出し、これらエッジ信号と入力Vに供給されるパルス信号（通常はクロック信号）のエッジのうち、早い方の信号エッジでフリップフロップをセットし、遅い方も立ち上がった直後にリセットをかける。このようにすれば、入力Uの位相が進んでいれば出力UPに、入力Vの位相が進んでいれば出力DNにパルス信号が現れる。ここで出力UP-DNを演算すれば所望の位相誤差信号が得られる。しかしこの構成ではU、Vいずれかの入力パルス信号が欠損した場合に検出誤りが発生し、しかもそれが伝搬して、極端に大きな偽検出信号が発生する。たとえば入力Uにパルス信号が入れば出力UPが一旦Hになるが、ここで入力Vに入るはずのパルスが欠損していたとすると、その次のパルス信号が入るまで出力UPはHを出力し続ける。そこで、これを避けるために通常は欠損パルスを検出し、その際に位相比較出力を無効にする回路が付加されている。欠損パルスを検出する方法としては何れかのパルス信号が入ってから一定ゲート時間内にもう片方のパルスが来るか否かで判定する方法が用いられる。

【0030】しかしこの場合、先ほどのように光ディスク媒体を回転させているモーターの回転数が大きく変動して信号の周波数が変わると、本来検出されるべきパルス信号も上記ゲート時間からはみ出て、欠損パルスとして扱われることがある。本実施例では特にこのようなゲートを設けなくても欠損パルスによる検出誤りを最小限に止める機能を持つ位相比較器について述べる。

【0031】図5（a）は本発明の第3の実施例の位相比較器の回路図、同図（b）はその状態遷移図である。図5（b）においてa、b、c、d、e、fは状態を表すノードである。図中数値はU:V/UP:DNを意味する。この状態遷移図の動作を図6を用いて説明す

る。まず入力Uが入力Vより先行している場合(A)を例にとって説明する。状態aは入力U、Vがともに0(L)の状態である。このときはなにも出力されない。ここで入力U(Pa)が先行して立ち上ると出力UPが1(H)になり(U:V/UP:DN=10/10)、状態bへと遷移する。次にV(Pb)が立ち上るとUPは0となり(U:V/UP:DN=11/00)、状態dへ遷移する。これをまとめると、状態a→b→dへと遷移する過程で、入力Vの立ち上がりに対する入力Uの立ち上がりの位相進み分に相当する幅のパルス信号が出力UPに出現することになる。これよりさらに状態がd→f→aと遷移すると両入力の立ち下がりエッジの位相差パルスがUPに出力される。同様に位相遅れについても状態a→c→dで立ち上がりについて、状態d→e→aで立ち下がりについてそれぞれ検出され、出力DNに位相差パルス信号が供給される(B)。

【0032】ここで欠損パルスが生じた場合について述べる。まず入力Vが欠損した場合であるがこのとき状態はa→b→aと変化し、図6の(C)に示されたように入力Uと同じ幅のパルス信号が出力UPに現れる。この信号は当然ノイズとして作用するが、状態は再びaに復帰しているので、以降の位相比較には全く影響しない。入力Uが欠損した場合も状態はa→c→aと遷移し、同様の結果が得られる。

【0033】上記状態遷移図を実現する論理回路を設計すれば以上の動作を電気的に実現することができる。まずa~fの状態を3ビット(S1:S2:S3)で標記するが、以下示すように下位2ビット(S2:S3)を出力UP、DNと一致するようにすれば回路を簡単にすることができる。

【0034】

	S1S2S3
状態a	0 0 0
状態b	0 1 0
状態c	0 0 1
状態d	1 0 0
状態e	1 0 1
状態f	1 1 0

これより上記状態遷移を実現するための論理式は

$$S1 = U \cdot S1 + V \cdot S1 + U \cdot V \cdot !S1 \quad (6)$$

$$S2 = U \cdot !V \cdot !S1 + !U \cdot V \cdot S1 \quad (7)$$

$$S3 = !U \cdot V \cdot !S1 + U \cdot !V \cdot S1 \quad (8)$$

となる。ここで・は論理積(AND)演算、+は論理和(OR)演算、!は論理反転(NOT)演算を表す。このとき出力UP、DNは

$$UP = S2$$

$$DN = S3$$

となり、さらにこの出力UP、DNの差信号UP-DNが所望の位相比較信号となる。この位相比較器を図1に適用した場合、入力Uに2値パルス信号Paを、入力V

に2値パルス信号Pbを供給し、出力UP-DNを位相誤差信号Poとして取り出すようにすればよい。

【0035】以上のように、図4(b)で示される状態遷移特性を持たせることによって、または、図4(a)の論理回路、あるいは論理式(6)、(7)、(8)で表されるような構成することにより、パルス信号欠損時にも検出誤りが伝搬せず、偽検出信号を最小限にする位相比較回路を実現できる。なお、図4(b)で示した状態遷移図からは同図(a)で示したもの以外の論理回路が派生できるが、本発明の主旨は同図(b)の状態遷移図にあることはいうまでもない。もっとも状態遷移図から派生できるすべての論理式は適当に変形することで互いに直接導き出せるものであるから、論理式(6)、(7)、(8)は本発明の状態同図(a)から導きだせるすべての構成を代表したものと言うことができる。

【0036】

【発明の効果】以上のように本発明は、第1および第2の受光素子群のそれぞれの出力と上記位相比較手段との間に第1の高域強調フィルターと第2の高域強調フィルターをそれぞれ設けたことにより、最短マーク列再生信号を連続マーク再生信号より高いゲインで増幅して、連続マークに対する最短マークの再生振幅を相対的に高めて、符号間干渉による2値パルス信号の欠損を防止し、その結果高いS/Nでトラッキング誤差信号を検出できる。

【0037】また、本発明は、第1の入力端子に供給される2値パルス信号をUとし、第2の入力端子に供給される2値パルス信号をVとしたとき、

$$S1 = U \cdot S1 + V \cdot S1 + U \cdot V \cdot !S1$$

$$S2 = U \cdot !V \cdot !S1 + !U \cdot V \cdot S1$$

$$S3 = !U \cdot V \cdot !S1 + U \cdot !V \cdot S1$$

なる論理演算を実行して信号S1、S2、S3を生成する論理素子群を有し、さらに信号S2を第1の出力端子に、信号S3を第2の出力端子に供給したことにより、万が一、2値パルス信号が欠損しても位相検出誤りが伝搬せず、その結果ノイズを最小限に抑えることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例におけるトラッキング誤差検出装置のブロック図

【図2】同実施例の要部構成図およびにおける動作説明図

【図3】本発明の第2の実施例におけるトラッキング誤差検出装置のブロック図

【図4】従来の位相比較器の概略図

【図5】本発明の第3の実施例におけるトラッキング誤差検出装置の要部構成図

【図6】同実施例における動作説明のためのタイミングチャート

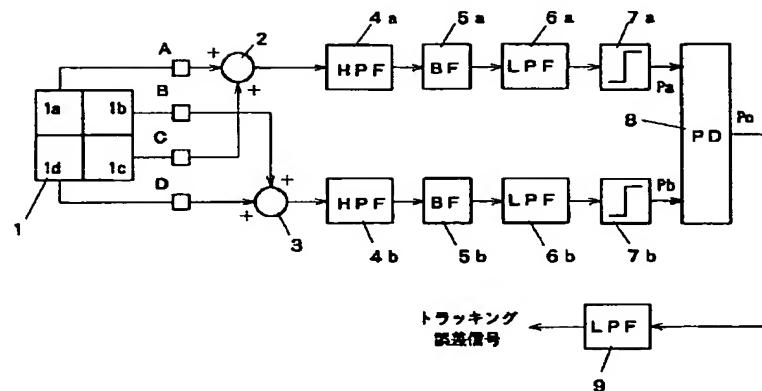
50 【図7】従来のトラッキング誤差検出装置のブロック図

【符号の説明】

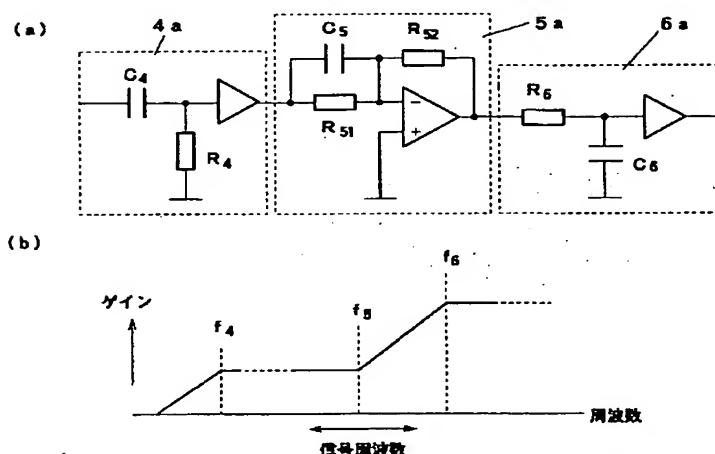
1 分割受光素子
 4 a, 4 b ハイパスフィルター
 5 a, 5 b ブーストフィルター
 2 a, 2 b ローパスフィルター
 3 位相比較器
 25 a~d ブーストフィルター
 8

* 6 a, 6 b ローパスフィルター
 8 位相比較器
 25 a~d ブーストフィルター
 *

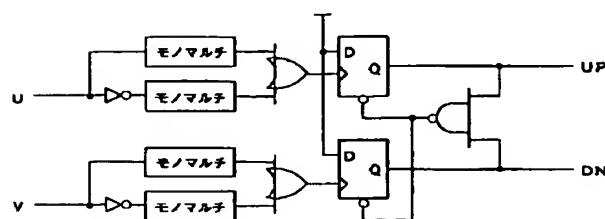
【図1】



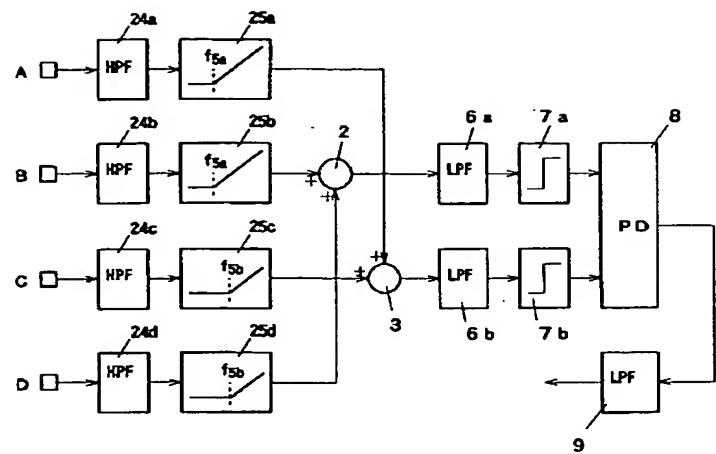
【図2】



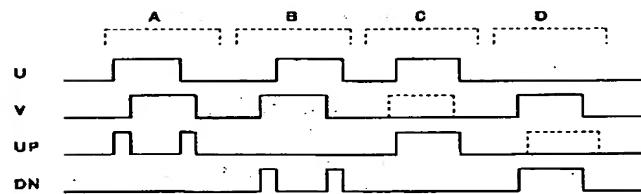
【図4】



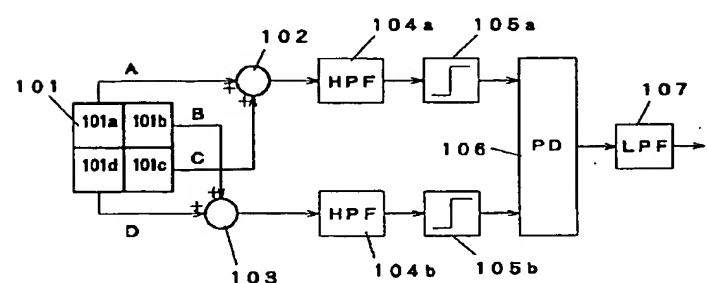
【図3】



【図6】

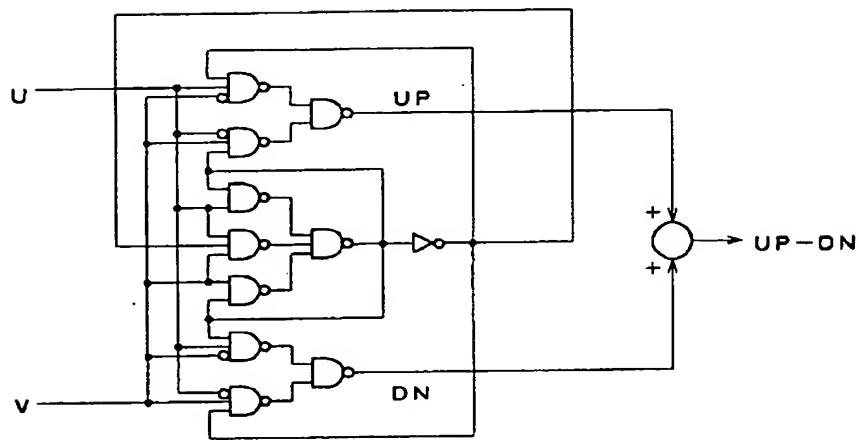


【図7】

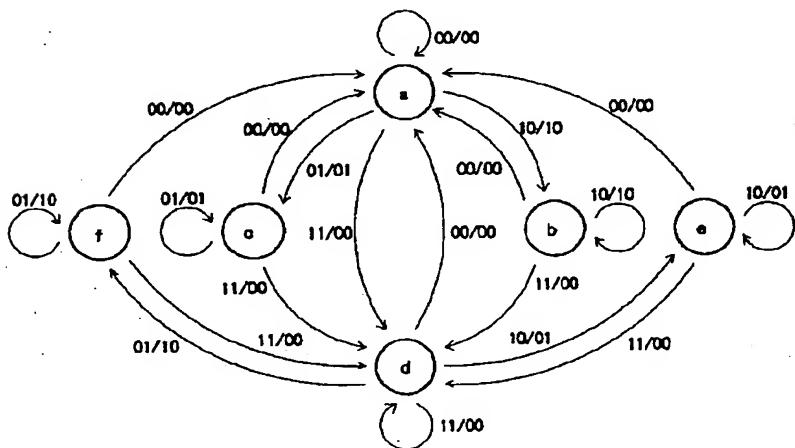


【図5】

(a)



(b)



【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第6部門第4区分

【発行日】平成13年4月6日(2001.4.6)

【公開番号】特開平8-147724

【公開日】平成8年6月7日(1996.6.7)

【年通号数】公開特許公報8-1478

【出願番号】特願平6-291044

【国際特許分類第7版】

G11B 7/09

【F I】

G11B 7/09 C

【手続補正書】

【提出日】平成12年1月21日(2000.1.2)

1)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0018

【補正方法】変更

【補正内容】

【0018】まず図2はハイパスフィルター4a、ブーストフィルター5a、ローパスフィルター6aの具体的構成例を示すものである。なお、ハイパスフィルター4b、ブーストフィルター5b、ローパスフィルター6bも図2のものと全く同じ構成をとるものとする。まずハイパスフィルター4aは抵抗(R_1)とコンデンサ(C_1)とバッファで構成され、そのカットオフ周波数 f_1 は

は

$$f_1 = 1 / (2\pi R_1 C_1) \quad (1)$$

で与えられる。ブーストフィルター5aは抵抗 R_{s1} 、 R_{s2} 、コンデンサ C_s 、および帰還アンプで構成され、その伝達特性 G は

$$G = G_0 (1 + j f / f_s) \quad (2)$$

で与えられる。ここで $G_0 = R_{s2} / R_{s1}$ であり、 f_s はカットオフ周波数で

$$f_s = 1 / (2\pi R_{s1} C_s) \quad (3)$$

である。ローパスフィルターは抵抗 R_6 とコンデンサ C_6 とバッファで構成され、そのカットオフ周波数 f_6 は

$$f_6 = 1 / (2\pi R_6 C_6) \quad (4)$$

で与えられる。これらのフィルタ一群の伝達特性を同図(b)に示す。